

549,940

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
26. Mai 2005 (26.05.2005)

PCT

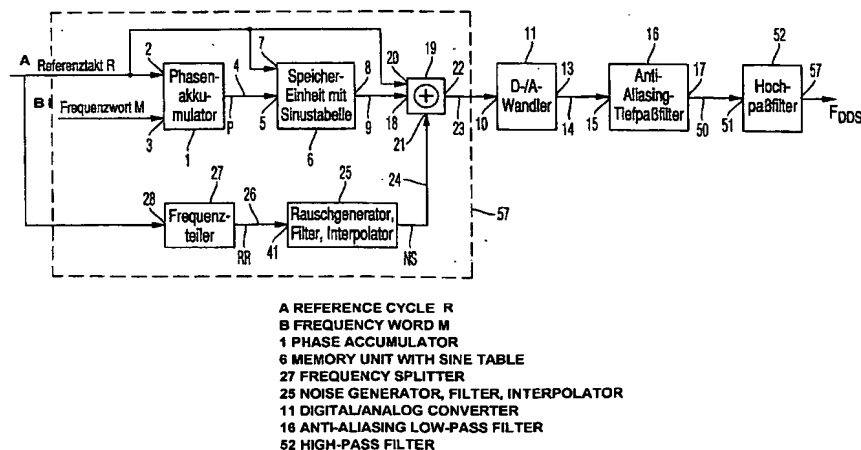
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
WO 2005/048089 A1

- (51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: G06F 1/03, H03L 7/185
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2004/011932
- (22) Internationales Anmeldedatum:  
21. Oktober 2004 (21.10.2004)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:  
103 51 604.2 5. November 2003 (05.11.2003) DE
- (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG [DE/DE]; Mühldorfstrasse 15, 81671 München (DE).
- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): KLAGE, Günther [DE/DE]; Herzog-Arnulf-Str. 47, 85604 Zorneding (DE).
- (74) Anwälte: KÖRFER, Thomas usw.; Mitscherlich & Partner, Sonnenstrasse 33, Postfach 33 06 09, 80066 München (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: DIRECT DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER

(54) Bezeichnung: FREQUENZSYNTHESIZER NACH DEM DIREKTEN DIGITALEN SYNTHESISE-VERFAHREN



(57) Abstract: Disclosed is a direct digital frequency synthesizer comprising a phase accumulator (1) for cyclically incrementing a phase signal P by a phase increment M applied to the input (3) of the phase accumulator (1), a memory unit (6) with a table of sine function values, which is stored in the memory cells thereof and is used for determining sine function values corresponding to phase values of the phase signal P, a digital/analog converter (11) for converting the time-discrete sine function values into a quasi-analog, sinusoidal time function, and an anti-aliasing low-pass filter (16) for smoothing out the quasi-analog sinusoidal time function. The inventive direct digital frequency synthesizer further comprises an adding unit (19) that is connected between the memory unit (6) and the digital/analog converter (11) and superimposes a non-periodic signal (NS) on the time-discrete sine function values.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2005/048089 A1



RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Veröffentlicht:**

— mit internationalem Recherchenbericht

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

---

**(57) Zusammenfassung:** Ein Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren besteht aus einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals P um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement M, einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des Phasensignals P korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und einem Anti-Aliasing-Tiefpassfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion. Zusätzlich enthält der Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren eine Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11) zwischengeschaltet ist und den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert.

## **Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren**

Die Erfindung betrifft einen Frequenzsynthesizer nach dem  
5 direkten digitalen Synthese-Verfahren mit einer Unterdrückungsmöglichkeit von Nebenlinien im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals.

Heutige hochauflösende breitbandige Frequenzsynthesizer  
10 basieren im wesentlichen auf zwei verschiedenen Verfahren, dem Fraktional-N-Verfahren und dem direkten digitalen Synthese-Verfahren

Die Einstellung der Frequenz beim Fraktional-N-Verfahren  
15 erfolgt durch definierte Frequenzteilung der Referenzfrequenz in einem dem Phasenregelkreis vorgelagerten Vorwärtzweig oder der Ausgangsfrequenz des Phasenregelkreises im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises über jeweils einen programmierbaren Frequenzteiler. Der Frequenzteiler arbeitet digital über Sigma-Delta-Modulation  
20 eines als Referenzfrequenzwert dienenden Digitalwortes. Durch die Verwendung hoher Teilungsfaktoren im Frequenzteiler des Rückkopplungszweiges kann ein Phasenregelkreis mit hohen Frequenzen realisiert werden. Hohe Teilungsfaktoren bewirken aber eine deutliche Erhöhung des Phasenrauschens des Phasenregelkreises (Phasenrauschen des  
25 Phasenregelkreises =  $20 \cdot \log$  (Teilungsfaktor des Ausgangsfrequenz-Teilers)). Zudem erzeugt der Sigma-Delta-Modulator ein vom Träger weg ansteigendes Quantisierungsgeräusch, was durch die PLL unbedingt unterdrückt werden muß. Die Dämpfung des erhöhten Phasenrauschens bzw. des ansteigenden Quantisierungsrauschens mittels Tiefpaßcharakteristik des Phasenregelkreises wird mit einer schlechteren  
30 Führungsdynamik des Phasenregelkreises (höhere Einschwingzeit aufgrund reduzierter Bandbreite des Phasenregelkreises) erkauft. Maximal realisierbare Regelbandbreiten liegen nach dem aktuellen Stand der Technik bei einigen kHz. Zusätzlich weist das Fraktional-

N-Verfahren ein vergleichsweise schlechtes Einschwingverhalten auf, da der Algorithmus des Fraktional-N-Verfahrens sich integrierend dem Optimum nähert. Schließlich besitzt das Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz als weiteren Nachteil des Fraktional-N-Verfahrens Nebenlinien, die bei Teilung des Ausgangsfrequenzsignals durch den Fraktional-N-Frequenzteiler im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises mit einem Teilungsfaktor, der in der Nähe eines ganzzahligen Teilungsfaktors liegt, entstehen (so genannte "Fractional-N-Nebenlinien").

Ein Vorteil des Phasenregelkreises liegt in der Tatsache, daß er vergleichsweise kostengünstig realisiert werden kann und von daher vor allem bei Anwendungen im Niedrigpreis-Segment Verwendung findet. Das Verfahren der direkten digitalen Frequenzsynthese weist die oben genannten Nachteile nicht auf und wird deshalb vor allem bei schnell einschwingenden und phasenrauscharmen Frequenzsynthesizern eingesetzt.

Ein Frequenzsynthesizer nach dem Verfahren der direkten digitalen Synthese besteht gemäß der EP 0 469 233 A2 aus einem Phasenakkumulator, der im Takt einer Referenzfrequenz die Phase eines Phasensignals zyklisch um Phaseninkremente, die in einem Frequenzwort am Eingang des Phasenakkumulators eingestellt werden können, inkrementiert. Eine dem Phasenakkumulator nachfolgende Speichereinheit mit einer abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten führt die zu den jeweiligen Phasenwerten des zyklischen Phasensignals gehörigen Sinusfunktionswerte im Takt der Referenzfrequenz als zeitdiskrete Funktionsfolge einem Digital-Analog-Wandler zu. Im Anschluß an die Digital-Analog-Wandlung erfolgt eine Glättung durch einen Anti-Aliasing-Tiefpaß zum gewünschten sinusförmigen Frequenzsignal.

Nachteilig an direkten digitalen Frequenzsynthesizern ist die Entstehung von sehr trägernahen Nebenlinien im

Frequenzspektrum. Erscheinen diese in der Nähe des Nutzsignals können diese Nebenlinien im Frequenzspektrum durch einen nachgeschalteten Phasenregelkreis mit optimierter Bandbreite nicht ausgeglichen werden. Folgende  
5 Gründe für die Entstehung derartiger Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz können, auch in Anlehnung an den Fachartikel Zs. Papay, "Numerical Distortion in Single-Tone DDS", IEEE-Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest, May 21-23,  
10 2001 angegeben werden:

- Nebenlinien durch eingeschränkte Phasenauflösung des Phasensignals in der Sinustabelle der Speichereinheit:  
Aufgrund begrenzter Speicherkapazität der Speichereinheit werden bei der Adressierung der die Sinustabelle enthaltenden Speicherzellen nicht alle Bits des  
15 Phasensignals benutzt. Durch eine Beschränkung auf die höherwertigen Bits des Phasensignals wird die Anzahl der verwendeten Phasenstützwerte pro Sinusschwingung entsprechend einer geringeren Auflösung der Phasenstützwerte deutlich reduziert. Dies führt zu einem sägezahnförmigen Phasenfehler zwischen den optimal mit  
20 einem beispielsweise 32 Bit breiten Phasensignaldatenwort realisierbaren Phasenstützwerten und den tatsächlich verwendeten Phasenstützwerten. Diese Periodizität im Phasenfehler, die einer Phasenmodulation entspricht, führt zu diskreten Nebenlinien um die Trägerfrequenz im Frequenzspektrum der erzeugten Ausgangsfrequenz.

- Nebenlinien durch zu geringe Amplitudenauflösungen des Digital-/Analog-Wandlers:  
Die Quantisierung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte für einen vorgegebenen Phasenwert verursacht einen Amplitudenfehler, der von der Auflösung der Quantisierung  
35 (Anzahl der Bits für die Quantisierung des Amplitudenwertes) abhängig ist. Durch diese Quantisierung des Amplitudenwertes wird ein Amplitudenfehler von  $\Delta A = 1/(2^N \cdot \sqrt{12})$  verursacht, unter der Annahme, daß

- Rundungsfehler gleichmäßig im Bereich  $\pm \frac{1}{2}$  LSB verteilt sind (A = Anzahl der Bits des D/A-Wandlers). Ist die Länge des Phasenakkumulators ein ganzzahliges Vielfaches des Frequenzwortes, so wiederholen sich die Phasenwerte periodisch und der zu jedem Phasen- und Amplitudenwert gehörige Quantisierungsfehler weist einen periodischen Verlauf auf, der zu höherwertigen Harmonischen (= Nebenlinien) im Frequenzspektrum führt. Bei fehlender Periodizität der Phasen- und damit der Amplitudenwerte bei nicht ganzzahligem Verhältnis zwischen Frequenzwort und Länge des Phasenakkumulators können an Stelle der höherwertigen Harmonischen, Störlinien im gesamten Frequenzspektrum entstehen.
- Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie des Digital-/Analog-Wandlers:  
Gemäß Fig. 1 weist die Übertragungskennlinie eines Digital-/Analog-Wandlers gegenüber einem ideal-linearen Verlauf im allgemeinen eine Nichtlinearität im Verlauf auf, die in Fig. 1 stark übertrieben dargestellt ist. Hierbei kann es sich um eine Nichtlinearität handeln, die sich über den gesamten Pegelbereich erstreckt (so genannte integrale Nichtlinearität) oder nur eine Abweichung von der theoretischen Wertedifferenz für den Übergang zwischen zwei Zuständen des Analog-/Digital-Wandlers (so genannte differenzielle Nichtlinearität). Diese Nichtlinearitäten sind auf Unsymmetrien im internen Aufbau des Digital-/Analog-Wandlers (z.B. Unsymmetrien bei Differenzverstärken, Stromquellen, Widerstandsketten usw.) zurückzuführen. Nichtlinearitäten im Übertragungsverhalten führen bei harmonischer Anregung zur Erzeugung von Oberwellen, die wiederum Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz darstellen. Da es sich um ein abgetastetes System handelt, kann es zu Aliasing kommen. Diese Aliasing-Effekte führen gemäß Fig. 2 dazu, daß harmonische Nebenlinien oberhalb der 1. Nyquist-Zone in entsprechende nichtharmonische Nebenlinien innerhalb der 1. Nyquist-Zone gefaltet werden können. Problema-

tisch ist, daß derartige nichtharmonische Nebenlinien in der 1. Nyquist-Zone sehr nahe an der Trägerfrequenz zu liegen kommen können. Während die harmonischen Nebenlinien mittels Tiefpaß-Filterung beseitigt werden können, ist dies bei den nichtharmonischen Nebenlinien nahe des Trägers kein gangbarer Weg.

- Nebenlinien aufgrund des nicht idealen dynamischen Verhaltens des Digital-/Analog-Wandlers:  
Ab einer gewissen Abtastfrequenz treten verstärkt dynamische Effekte gegenüber den im vorigen Abschnitt beschriebenen statischen Effekten im Übertragungsverhalten des Digital-/Analog-Wandlers in den Vordergrund. Hierbei handelt es sich hauptsächlich um unterschiedliche Anstiegs- und Abfallzeiten sowie um unterschiedliches Überspringen bei mehrfach verzögerndem Übertragungsverhalten in der Phase des Abtastens und Haltens der zeitdiskreten sinusförmigen Stützwerte ("Glitches"). Diese dynamischen Störeffekte sind auf Unsymmetrien und Fehlanpassungen in der internen Struktur des Digital-/Analog-Wandlers (z. B. fehlangepaßte RC-Glieder, unterschiedliche Schaltzeiten sowie fehlende Synchronität einzelner Logikeinheiten usw.) zurückzuführen. Da diese dynamischen Störeffekte periodisch auftreten, entstehen im Frequenzspektrum ebenso unerwünschte Oberwellen (= Nebenlinien), die ab einer bestimmten Frequenz im Vergleich zu den Nebenlinien der zuvor genannten Gründe dominierend sind. Eine Minimierung dieser dynamischen Unregelmäßigkeiten durch ein zusätzliches Abtasten und Halten unter Ausnutzung des dadurch realisierten Glättungseffektes scheidet insbesondere bei höheren Abtastfrequenzen aus, da die Abtastperiode dann kleiner als die Einschwingzeit werden kann.

Das Entstehen von Nebenlinien aufgrund eingeschränkter Phasen- und Amplitudenauflösung ist heute weitestgehend beherrschbar. Während eine erhöhte Phasenauflösung beispielsweise über fortgeschrittene Interpola-

tionsalgorithmen realisiert werden kann, ist eine erhöhte Amplitudenauflösung bei heutigen Digital-/Analog-Wandlern mit 14 Bit Datenwortbreite selbst im oberen Taktfrequenzbereich von 100 MHz und darüber kein wesentliches Problem mehr. Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie aufgrund von dynamischen Asymmetrien des Digital-/Analog-Wandlers stellen aber bei heutigen direkten digitalen Frequenzsynthesizern ein noch ungelöstes Problem dar.

10

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, den Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den Merkmalen gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1 derart weiterzubilden, daß Nebenlinien im Frequenzspektrum gegenüber dem Signalpegel des Trägers über einen möglichst weiten Ausgangsfrequenzbereich weitest möglich gedämpft werden.

Die Aufgabe der Erfindung wird durch einen Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den kennzeichnenden Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

Die Nebenlinien im Frequenzgang des Frequenzsynthesizers stellen höherwertige harmonische Anteile im Ausgangsfrequenzsignal dar. Zur Beseitigung oder zumindest zur Dämpfung dieser Nebenlinien müssen folglich diese höherfrequenten Periodizitäten im Ausgangsfrequenzsignal aufgelöst werden. Die einfachste Möglichkeit, aus einem Signal mit periodischen Signalanteilen ein unperiodisches Signal zu generieren, ist die Überlagerung mit einem unperiodischen Signal. Ein unperiodisches Signal weist einen stochastischen Signalverlauf auf. Ein Rauschsignal ist ein Signal mit einer derartigen Signalverlaufscharakteristik. In dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer wird deshalb den zeitdiskreten Sinusfunktionwerten vor der Digital-Analog-Wandelung ein Rauschsignal überlagert, womit die Nebenlinien im Nutz-Frequenzband des Frequenzsignals gegenüber dem Signalpegel



des Trägers deutlich reduziert werden. Dieses Verfahren kann von dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer über einen sehr weiten Frequenzbereich realisiert werden.

- 5   Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

An das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden mehrere Anforderungen gestellt. Einerseits ist ein möglichst hoher  
10   Signal-Rausch-Abstand im Frequenzbereich des Nutzsignalbandes, das sich theoretisch bis zur Nyquist-Grenze erstrecken kann, anzustreben. Der erfindungsgemäße Frequenzsynthesizer dämpft das Rauschen im Nutzsignalband - Frequenzbereich beispielsweise zwischen ca. 16 bis 28  
15   MHz bei einer Taktfrequenz von 100 MHz - vergleichsweise gleichmäßig. Zusätzlich ist dafür zu sorgen, daß der Gleichanteil sowie die tiefstfrequenten Bereiche des Frequenzspektrums des Rauschsignals weitestgehend verschwinden, da andernfalls bei der Digital-Analog-  
20   Wandelung durch Intermodulation der tiefstfrequenten Rauschanteile mit dem Träger Nebenlinien im Frequenzspektrum entstehen, die sehr nahe an der Trägerfrequenz liegen. Diese führen zu einer unnötigen zusätzlichen Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes im  
25   Nutzband. Schließlich ist auf ein weitestgehend rauschfreies Frequenzspektrum im hoch- und höchstfrequenten Bereich zu achten. All diese Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden durch eine Bandpaßfilterung des weißen Rauschsignals im  
30   Niederfrequenzbereich unterhalb des Nutzsignalbandes mittels einer Serienschaltung zweier nicht-rekursiver Filter und eines Differenzierers verwirklicht.

Zur Erzeugung eines möglichst idealen weißen Rauschsignals  
35   wird ein Rauschgenerator aus zwei parallel geschalteten Pseudonoisegeneratoren mit einer kombinatorischen Logik zur Verknüpfung der beiden Pseudonoisegenerator-Rauschsignale verwendet. Auf diese Weise wird die

Periodizität eines Pseudonoisegenerator-Rauschsignals auf ein Vielfaches erhöht.

Ein dem direkten digitalen Frequenzsynthesizer  
5 nachfolgender Phasenregelkreis sorgt für eine Umsetzung  
der vom Frequenzsynthesizer erzeugten Referenzfrequenz -  
beispielsweise im Frequenzbereich zwischen 16 und 28 MHz -  
in den Hochfrequenzbereich von beispielsweise 900 MHz bis  
1,8 GHz. Zusätzlich sorgt der Phasenregelkreis aufgrund  
10 seiner Tiefpaßcharakteristik für eine zusätzliche Dämpfung  
der Spektralanteile, die weiterab um das Frequenzsignal  
liegen und die vom Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter im Anschluß  
an die Digital-Analog-Wandlung nicht vollständig  
beseitigt wurden.

15

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung  
dargestellt und wird nachfolgend näher beschrieben. Es  
zeigen:

20 Fig. 1 eine grafische Darstellung einer idealen und  
realen Übertragungskennlinie eines Digital-  
Analog-Wandlers;

Fig. 2 eine grafische Darstellung eines Frequenz-  
25 spektrums eines abgetasteten Systems mit  
Aliasing-Effekten;

Fig. 3 ein Schaltbild eines direkten digitalen Fre-  
quenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;

30

Fig. 4 ein Schaltbild eines erfindungsgemäßen  
direkten digitalen Frequenzsynthesizers;

Fig. 5 ein Schaltbild eines erfindungsgemäß  
35 verwendbaren Rauschgenerators;

Fig. 6 ein Detail-Schaltbild des Pseudonoise-  
Rauschgenerators in Fig. 5;

- Fig. 7 eine grafische Darstellung des Frequenzspektrums eines erfindungsgemäß verwendbaren Rauschgenerators;
- 5 Fig. 8 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;
- 10 Fig. 9 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers;
- 15 Fig. 10 ein Schaltbild eines erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizers bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer mit nach geschalteten erfindungsgemäßen Phasenregelkreis;
- 20 Fig. 11 eine graphische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik und eines nachgeschalteten Phasenregelkreises und
- 25 Fig. 12 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer und einem nachgeschalteten Phasenregelkreis.
- 30 Der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer wird in einer Ausführungsform nachfolgend ausgehend von einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 unter Bezugnahme auf Fig. 4, 5, 6 sowie 11 dargestellt.
- 35 Der direkte digitale Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 besteht aus einem Phasenakkumulator 1, der an seinem ersten Eingang 2 von einem Referenztakt R getaktet wird. Im Referenztakt R inkrementiert der

Phasenakkumulator 1 seinen internen Zähler um ein Phaseninkrement, das im Frequenzwort M vorgegeben wird und ihm über seinen zweiten Eingang 3 zugeführt wird. Der Maximalstand des internen Zählers ist durch dessen Bitanzahl NB bestimmt und beträgt  $2^{NB-1}$ . Wird der Maximalstand  $2^{NB-1}$  des internen Zählers durch den Vorgang des Phaseninkrementierens erreicht, so beginnt der interne Zähler wieder von neuem zu inkrementieren und ein zyklischer Inkrementiervorgang mit dem vorgegebenen Phaseninkrement setzt sich fort. Somit wird durch den Phasenakkumulator 1 ein zeitdiskretes zyklisches Phasensignal P generiert, das eine Frequenz  $f_0$  gemäß der Beziehung (1) aufweist:

$$f_0 = M * R / 2^{NB} \quad (1)$$

Über die Verbindungsleitung 4 wird dieses zeitdiskrete zyklische Phasensignal P des Phasenakkumulators 1 an den ersten Eingang 5 einer Speichereinheit 6, deren Speicherzellen eine Tabelle mit Sinusfunktionswerten beinhalten, zugeführt. Das vollständige aktuelle Phasenwort oder ein Ausschnitt des aktuellen Phasenwortes des zeitdiskreten zyklischen Phasensignals P wird als Adresse für die Speicherzelle herangezogen, in der der zur Phase gehörige Sinusfunktionswert abgespeichert ist. Nach Adressierung der jeweiligen Speicherzelle der Speichereinheit 6 wird der zur aktuellen Phase korrespondierende Sinusfunktionswert taktsynchron zum am zweiten Eingang 7 anliegenden Referenztakt R ausgelesen und am Ausgang 8 ausgegeben. Am Ausgang 8 der Speichereinheit 6 liegt folglich über die Zeit betrachtet eine Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an.

Über die Verbindungsleitung 9 wird diese Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an den ersten Eingang 10 eines Digital-/Analog-Wandlers 11 geführt. Im Takt des Referenztakts R, der dem Digital-/Analog-Wandler 11 über dessen Eingang 12 zugeführt wird, wird die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten in eine "treppen-

förmige" quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion im Innern des Digital-/Analog-Wandlers 11 gewandelt. Diese quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion wird am Ausgang 13 des Digital-/Analog-Wandlers 11 ausgegeben und über die Verbindungsleitung 14 dem Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 zugeführt.

Im Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 erfolgt eine Bandbegrenzung des vom Digital-/Analog-Wandler 11 erzeugten "treppenförmigen" Sinusfunktionssignals entsprechend dem Nyquistkriterium gemäß Beziehung (2):

$$f_A \geq 2 * f_G \quad (2)$$

Am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 entsteht ein geglättetes Sinusfunktionssignal, indem das "treppenförmige" Sinusfunktionssignal am Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 in seiner Bandbreite auf die Grenzfrequenz  $f_G$  begrenzt wird, die nach dem Nyquistkriterium kleiner als die halbe Abtastfrequenz  $f_A$  sein muß. Dieses geglättete Sinusfunktionssignal stellt das vom direkten digitalen Frequenzsynthesizer erzeugte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  dar, dessen Frequenz sich aus Beziehung (1) ergibt.

Auf der Basis dieses direkten digitalen Frequenzsynthesizers von Fig. 3 nach dem Stand der Technik ist in Fig. 4 der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer dargestellt, wobei für gleiche Merkmale identische Bezugszeichen zu Fig. 3 verwendet werden.

Die von der Speichereinheit 6 an ihrem Ausgang 8 erzeugte Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten wird über eine Verbindungsleitung 9 einem Eingang 18 einer Addiereinheit 19 zugeführt. In der Addiereinheit 19 wird im Takt eines am Eingang 20 anliegenden Referenztaktes R der Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein am Eingang 21 anliegendes Rauschsignal überlagert. Die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten, die von einem

Rauschsignal NS überlagert ist, wird am Ausgang 22 der Addiereinheit 19 ausgegeben und über die Verbindungsleitung 23 dem Eingang 10 des Digital-/Analog-Wandlers 11 zugeführt.

5

Das Rauschsignal N, das über eine Verbindungsleitung 24 dem Eingang 21 der Addiereinheit 19 zugeführt wird, wird von einem Rausch-Generator 25 erzeugt. An das Frequenzspektrum des Rauschsignals NS werden folgende

10 Anforderungen gestellt:

- kein Gleichanteil im Rauschsignal NS, um einen unerwünschten Offset des aus zeitdiskreten Rauschsignal und zeitdiskreten Sinusfunktionswerten zusammengesetzten diskreten Frequenzsignals am  
15 Ausgang der Addiereinheit zu vermeiden,
- möglichst geringer Rauschpegel im Nutzsignalband im Hinblick auf einen guten Signal-Rausch-Abstand und
- möglichst geringer Rauschpegel im Niederstfrequenzbereich, um Intermodulationen zwischen niedrigstfrequenten Rauschsignalanteilen und der Trägerfrequenz  
20 im Hinblick auf unerwünschte Bildung von trägernahen Nebenlinien im Frequenzspektrum zu vermeiden.

25 Da es sich bei dem Rauschsignal NS um ein abgetastetes Signal handelt, erscheinen im Frequenzspektrum des Rauschsignals NS oberhalb der Nyquistgrenze ( $0,5 \cdot f_s$ ) periodische Wiederholungen des Frequenzspektrums in der 1. Nyquist-Zone. Da die Abtastfrequenz  $f_s$  des Rauschsignals  
30 mit 25 MHz in unserem Beispiel in den Bereich des Nutzsignalbandes (zwischen 16 und 28 MHz) fällt, sind insbesondere die Spektralanteile des Rauschsignals an den Rändern der 1. Nyquist-Zone (beispielsweise bei 1 MHz oder bei 24 MHz) zu dämpfen. Hierzu wird ein digitales Filter  
35 verwendet, das zusätzlich die Abtastfrequenz  $f_s$  des Rauschsignals mittels Interpolation um den Faktor 2, 4, 8 usw. erhöht (upsampling). Höherfrequente Spektralanteile im Rauschsignal aufgrund der Periodizitäten im Frequenzspektrum werden, um die Struktur des digitalen

Filters nicht zu komplex zu gestalten, durch das Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 im Anschluß an den Digital-/Analog-Wandler 11 gefiltert.

- 5 Im erfindungsgemäßen Rauschgenerator gem. Fig. 5 wird die Interpolation des zeitdiskreten Rauschsignals auf eine höhere Abtastfrequenz (upsampling) gleichzeitig mit der spektralen Ausbildung des Rauschsignals entsprechend den oben genannten drei Anforderungen in einer digitalen  
10 Filterstruktur realisiert. Da die Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals vergleichsweise komplex sind, wird diese Aufgabe im erfindungsgemäßen Rauschgenerator auf zwei digitale Filter verteilt. In jedem der beiden digitalen Filter erfolgt eine Interpolation des  
15 Rauschsignals auf eine jeweils doppelte Abtastfrequenz.

- Um in der Addiereinheit 19 im Takt der Referenzfrequenz  $R$  den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein Rauschsignal  $NS$  mit der gleichen Abtastfrequenz sinnvoll zuzuführen, ist  
20 auf Grund der Frequenzvervierfachung des Rauschsignals im Rauschgenerator 25 eine Taktung des Rauschgenerators 25 mit einer gegenüber der Referenzfrequenz  $R$  vierfach reduzierten Frequenz erforderlich. Diese vierfach gegenüber der Referenzfrequenz  $R$  reduzierte  
25 Taktungsfrequenz  $RR$  des Rauschgenerators 25 wird über einen Frequenzteiler 27 erzeugt, an dessen Eingang 28 das Referenzsignal  $R$  anliegt. Die gegenüber der Referenzfrequenz  $R$  vierfach reduzierte Taktungsfrequenz  $RR$  des Rauschgenerators 25 wird über die Verbindungsleitung 26  
30 dem Rauschgenerator 25 vom Frequenzteiler 27 zugeführt.

- Der Rauschgenerator 25 besteht gemäß Fig. 5 aus einem Pseudonoise-Rauschgenerator 29. Hierbei handelt es sich im allgemeinen um ein rückgekoppeltes Schieberegister, das  
35 vom z. B. vierfach gegenüber dem Referenztakt  $R$  reduzierten Taktungssignal  $RR$  am Eingang 41 gespeist wird. Durch die Rückkopplung des Schieberegisters ergibt sich am Ausgang des Schieberegisters eine endliche Folge von diskreten Abtastwerten, deren Signalpegel quasi

stochastisch verteilt sind, aber eine Periodizität aufweisen.

Um diese Periodizität der diskreten Abtastwerte zu  
5 verlängern, besteht der Pseudonoise-Rauschgenerator 29  
gemäß Fig. 6 vorzugsweise aus einer Parallelschaltung  
eines ersten Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und eines  
zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators 31, die beide über  
die Verbindungsleitung 26 am Eingang 41 von der vierfach  
10 gegenüber der Referenzfrequenz  $R$  reduzierten Taktungs-  
frequenz  $RR$  gespeist werden. Deren Ausgänge 32 und 33  
werden über die Verbindungsleitung 34 und 35 mit der  
kombinatorischen Logik-Einheit 36 verbunden. Die  
kombinatorische Logik-Einheit 36 verknüpft die beiden  
15 Rauschsignale des Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und 31,  
die beide einer Periodizität unterworfen sind,  
entsprechend einer kombinatorischen Verknüpfungslogik. Auf  
diese Weise entsteht am Ausgang 37 des Pseudonoise-  
Rauschgenerators 29 ein Rauschsignal, dessen  
20 Periodizitätsintervall gegenüber den Periodizitätsinter-  
vallen des ersten und zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators  
30 und 31 deutlich länger ist.

Über die Verbindungsleitung 38 wird dieses Rauschsignal  
25 dem Eingang 39 eines ersten nicht-rekursiven Filters 40  
zugeführt. Im ersten nicht-rekursiven Filter 40 erfolgt  
eine Frequenzerhöhung des um den Faktor vier gegenüber der  
Referenzfrequenz  $R$  in seiner Frequenz reduzierten  
Rauschsignals um einen Faktor zwei mittels Interpolation.  
30 Neben einer Frequenzverdopplung des Rauschsignals mittels  
Interpolation führt das erste nicht-rekursive Filter 40 in  
Kombination mit dem zweiten nicht-rekursiven Filter 41  
eine Filterung des Rauschsignals entsprechend den oben  
genannten drei Anforderungen an das Frequenzspektrum des  
35 Rauschsignals durch. Das Frequenzspektrum des ersten  
nicht-rekursiven Filters (FIR1-Filter) 40 weist gemäß Fig.  
7 einen bandsperr-ähnlichen Frequenzverlauf (gestrichelte  
Linie) auf, der insbesondere im Bereich des Nutzsignal-  
bandes - Frequenzbereichs beispielsweise zwischen 17 MHz



und 28 MHz - ein stark dämpfendes Übertragungsverhalten besitzt.

Am Ausgang 42 des ersten nicht-rekursiven Filters 40 liegt  
5 aufgrund der Interpolation ein Rauschsignal mit der halben  
Referenzfrequenz vor. Dieses wird über die  
Verbindungsleitung 43 dem Eingang 44 eines Differenzierers  
45 zugeführt. Im Differenzierer 45 erfolgt über eine  
einfache (oder mehrfache) Differenzenbildung des  
10 zeitdiskreten Rauschsignals eine Unterdrückung des  
Gleichanteils sowie niedrigstfrequenter Frequenzanteile im  
Rauschsignal. Der Frequenzgang des Differenzierers 45 ist  
in Fig. 7 dargestellt (strich-punktierte Linie) und weist  
nicht nur im niedrigsten Frequenzbereich, sondern auch im  
15 Bereich des Nutzsinalbandes bei ca. 25 MHz deutlich  
ausgeprägte Dämpfungsmaxima auf.

Das durch den Differenzierer 45 im wesentlichen  
differenzierte Rauschsignal wird am Ausgang 46 des Dif-  
20 ferenzierers 45 ausgegeben und über eine Verbindungs-  
leitung 47 dem Eingang 48 des zweiten nicht-rekursiven  
Filters 41 zugeführt. Im zweiten nicht-rekursiven Filter  
41 erfolgt eine Anhebung der Abtastfrequenz des gegenüber  
der Referenzfrequenz R in seiner Frequenz zweifach redu-  
25 zierten Rauschsignals um den Faktor zwei mittels Inter-  
polation, so daß am Ausgang 49 des zweiten nicht-  
rekursiven Filters 41 ein Rauschsignal anliegt, dessen  
Frequenz der Referenzfrequenz R entspricht. In Fig. 7 ist  
der Frequenzgang des zweiten nicht-rekursiven Filters  
30 (FIR-2-Filter) 41 dargestellt (durchgezogene Linie), wel-  
cher im wesentlichen eine Tiefpaßcharakteristik hat.

Die Kombination der Frequenzgänge des ersten nicht-  
rekursiven Filters 40, des Differenzierers 45 und des  
35 zweiten nicht-rekursiven Filters 41 ergibt den  
Gesamtfrequenzgang (durchgezogene Linie mit diskreten  
Punkten) der dem Pseudoranschgenerator 29 nachfolgenden  
digitalen Filterstruktur. Zu erkennen ist die klare  
Dämpfungscharakteristik im Frequenzursprung sowie in

niedrigstfrequenten Bereich. Daneben im Frequenzbereich bis zum Nutzsignalband ist das Bandpaßverhalten der gesamten Filterstruktur zur Erzeugung eines niederfrequenten Rauschspektrums klar erkennbar. Im Bereich des  
5 Nutzsignalbandes erfolgt ein von allen drei digitalen Filtern 40, 41 und 45 gleichzeitig und vergleichsweise gleichmäßig über das gesamte Nutzsignalband realisiertes Dämpfungsverhalten zur Erzielung eines optimalen Signal-Rausch-Abstandes. Schließlich ist im hoch- bzw. höchst-  
10 frequenten Frequenzbereich oberhalb des Nutzsignalbandes ein ausreichendes Dämpfungsverhalten zur Beseitigung der Frequenzanteile des Rauschsignals ab der Nyquistgrenze erkennbar.

15 Im erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer wird gemäß Fig. 4 das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anstehende geglättete Ausgangsfrequenzsignal über die Verbindungsleitung 50 dem Eingang 51 eines analogen Hochpaßfilters 52 zugeführt. In diesem  
20 analogen Hochpaßfilter 52 erfolgt die Trennung des verrauschten Ausgangsfrequenzsignals vom niederfrequenten Rauschsignal.

In Fig. 8 ist das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, ersichtlich. Zu erkennen ist der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DSS}}$  bei einer Frequenz von 19 MHz, die vom direkten  
30 digitalen Frequenzsynthesizer bei einer Referenzfrequenz R von 100 MHz erzeugt wird. In der grafischen Darstellung der Fig. 8 sind die durch Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinie sowie durch nicht optimales dynamisches Verhalten des Digital-/Analog-Wandlers 11  
35 bedingten Nebenlinien 54 bei den Frequenzen 38 MHz und 57 MHz deutlich sichtbar. Der Nebenlinienabstand beträgt jeweils -70 dBc und -78 dBc.

In Fig. 9 ist dagegen das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DDS}}$  des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, dargestellt. Im dargestellten Beispiel ist der aus zeitdiskreten Sinusfunktionswerten und zeitdiskretem Rauschsignal NS zusammengesetzte Signalpegel am Ausgang 22 der Addierereinheit 19 um einen einstellbaren Faktor zwei reduziert. Der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DDS}}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers in Fig. 9 ist deshalb gegenüber dem Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DDS}}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 8 um 6 dB abgesenkt. Dieser Umstand verschlechtert den Signal-Rausch-Abstand des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DDS}}$  konsequenterweise auch um 6 dB. In Fig. 9 ist die deutliche Abschwächung der Nebenlinien zu erkennen (die Nebenlinie 54 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{\text{DDS}}$  des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers bei der Frequenz 38 MHz weist einen Nebenlinienabstand von -78dBc auf, die Nebenlinien 54 bei der Frequenz 55 MHz weisen einen Nebenlinienabstand < -80 dBc auf).

In Fig. 9 ist auch der niederfrequente Rauschsignalanteil 55 im Frequenzbereich zwischen 0 MHz und ca. 15 MHz erkennbar, der nachfolgend durch das analoge Hochpaßfilter 52 unterdrückt wird. Restrauschanteile im Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  nach der Filterung durch das analoge Hochpaßfilter 52 werden durch einen nachfolgenden Phasenregelkreis 56 gemäß Fig. 10 gedämpft.

In der Gesamtdarstellung eines Frequenzsynthesizers gemäß Fig. 10 ist der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer und ein nachfolgender Phasenregelkreis 56 zu erkennen. Der direkte digitale Frequenzsynthesizer besteht gemäß Fig. 4 aus einer erfindungsgemäßen Einheit 57, die sich aus dem Phasenakkumulator 1, der Speichereinheit mit Sinustabelle 6, der Addiereinheit 19, dem Frequenzteiler 27 und dem Rauschgenerator 25

zusammensetzt, einem nachfolgenden Digital-/Analog-Wandler 11, einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 und einem in Fig. 10 nicht dargestellten analogen Hochpaßfilter 52.

5 Der Phasenregelkreis 56 hat die Aufgabe, das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers am Ausgang 57 des analogen Hochpaßfilters 52 - im Bereich beispielsweise zwischen ca. 17 MHz und 28 MHz - auf ein Hochfrequenzsignal - im  
10 Bereich beispielsweise zwischen 900 MHz und 1,8 GHz - zu transformieren. Hierzu wird das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  über die Verbindungsleitung 58 als Referenzsignal dem ersten Eingang 59 eines Phasendetektors 60 zugeführt. An den zweiten Eingang 62 des Phasendetektors 60 wird das  
15 rückgekoppelte und evtl. frequenzgeteilte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{PLL}}$  des Phasenregelkreises 56 zurückgeführt.

Im Phasendetektor 60 erfolgt die Bildung der Regeldifferenz aus dem als Referenzsignal dienenden Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers und dem rückgekoppelten und frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{PLL}}$  des Phasenregelkreises 56. Diese Regeldifferenz am Ausgang 63 des Phasendetektors 60 wird über die Verbindungsleitung 64 dem Eingang 65 des  
20 Regelfilters 66 zugeführt. Im Regelfilter 66 erfolgt eine dynamische Bewertung der Regeldifferenz zur Erzielung eines optimalen dynamischen und stationären Regelverhaltens des Phasenregelkreises 56 (geringstmögliche Einschwingzeit, minimiertes Überschwingen, minimale stationäre Regelabweichung usw.). Auf diese Weise wird das  
30 Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{PLL}}$  des Phasenregelkreises 56 optimal dem als Referenzgröße dienenden Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers zur Frequenzdifferenzbildung rückgeführt.

35

Über die Verbindungsleitung 67 wird die am Ausgang 68 des Regelfilters 66 anliegende Ausgangsregelgröße dem Eingang 69 des spannungsgesteuerten Frequenzoszillators 70 zugeführt. Der spannungsgesteuerte Frequenzoszillator 70

erzeugt auf Basis der Ausgangsregelgröße das korrespondierende hochfrequente Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  am Ausgang 71.

5 Das am Ausgang 71 des spannungsgesteuerten Frequenz-  
oszillators 70 anliegende Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  wird  
dem ersten Eingang 73 des Mischers 74 über die Verbin-  
dungsleitung 72 zugeführt. Am zweiten Eingang 75 des  
Mischers 74 liegt ein spektral sehr reines Misch-  
10 frequenzsignal  $F_M$  an, das in der gleichen Größenordnung  
wie das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  ist und nur in einem  
groben Frequenzraster eingestellt werden kann. Der Mischer  
74 generiert an seinem Ausgang 76 ein Frequenzsignal, das  
der Differenz zwischen dem Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des  
15 Phasenregelkreises 56 und dem am Trägersignaleingang 75  
anliegenden grob-rasterigen Mischfrequenzsignal  $F_M$   
entspricht. Auf diese Weise wird eine Frequenzreduzierung  
des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56  
in Analogie zu einem Phasenregelkreis mit Frequenzteiler  
20 mit Rückkopplungszweig ohne die dabei nötige Frequenz-  
division des Ausgangsfrequenzsignals um den Faktor  $N$ , die  
wie oben dargestellt zu einer deutlichen Erhöhung des  
Phasenrauschens am Ausgang des Phasenregelkreises führt,  
vorgenommen.

25 Das vom Mischer 74 an seinem Ausgang 76 ebenfalls erzeugte  
weitere Frequenzsignal, das der Summe zwischen dem  
Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 und  
dem am zweiten Eingang 75 anliegenden grob-rasterigen  
30 Mischfrequenzsignal  $F_M$  entspricht, wird von einem dem  
Mischer 74 nachfolgenden Tiefpaßfilter 77 unterdrückt.

Das grobrasterige, spektral sehr reine Mischfrequenzsignal  
 $F_M$  am zweiten Eingang 75 des Mischers 74 wird entweder  
35 über einen Frequenzvervielfacher aus einer spektral sehr  
reinen Festfrequenz oder mit Hilfe eines zweiten  
Phasenregelkreises erzeugt.

Das über den Mischer 74 umgesetzte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 wird nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 über die Verbindungsleitungen 80 und 81 und einen Schalter 79 in  
5 der die Verbindungsleitung 80 und 81 miteinander verbindenden Schalterstellung einem Frequenzteiler 78 zugeführt. Dieser Frequenzteiler 78, der optional eingesetzt werden kann, führt nur noch eine Frequenzteilung des bereits durch den Mischer 74  
10 umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  im kleinen Umfang durch. Mit dem Einsatz des Frequenzteilers 78 kann die Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises entsprechend dem Teilungsfaktor des Frequenzteilers 78 gröber ausgelegt werden.

15 Über die Verbindungsleitungen 82 und 83 und den Schalter 79 in der die Verbindungsleitungen 82 und 83 miteinander verbindenden Schalterstellung wird das frequenzgeteilte Ausgangssignal des Frequenzteilers 78 an den zweiten  
20 Eingang 62 des Phasendetektors 60 geführt. Wird der Schalter 79 dagegen in der anderen Schalterstellung gehalten, so wird das frequenzreduzierte Ausgangssignal des Mischers 74 nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 ohne Frequenzteilung durch den  
25 Frequenzteiler 78 über die Verbindungsleitung 80, die Direktverbindung 84 und die Verbindungsleitung 83 dem zweiten Eingang 62 des Phasendetektor 60 zugeführt.

In Fig. 11 ist das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des  
30 Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik ohne Überlagerung der diskreten Sinusfunktionswerte mit einem diskreten Rauschsignal NS dargestellt. Das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers wird bei einer Taktung des direkten digitalen  
35 Frequenzsynthesizers mit einer Referenzfrequenz von im dargestellten Beispiel 100 MHz auf eine Frequenz von 16,666 MHz eingestellt. Bei einer Einspeisung eines Mischfrequenzsignals  $F_N$  von 934 MHz am Trägersignaleingang

75 des Modulators 74 und einer Frequenzteilung am Frequenzteiler 78 um den Faktor 4 ergibt sich ein Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 von 1,000664 GHz ( $934 \text{ MHz} + 4 * 16,666 \text{ MHz} = 1,000664 \text{ GHz}$ ).

5

Deutlich ist der Nutzpegel 85 dieses Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 bei der Frequenz 1,000664 GHz im Frequenzspektrum in Fig. 11 zu erkennen. Auch die Nebenlinien 86, die trägernah am Nutzpegel 85 bei  
10 den Frequenzen  $1,000664 \text{ GHz} + k * 4 \text{ kHz}$  ( $k = 1, 2, 3, 4, 5$  usw.) aufgrund vorhandener Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie nicht-idealer dynamischer Verhältnisse im Digital-/Analog-Wandler 11 auftreten, sind klar in Fig. 11 zu identifizieren. Die entsprechenden  
15 Nebenlinienabstände betragen jeweils -75dBc, -82dBc, -83dBc, -95dBc, -90dBc, -93dBc, -89dBc und -87dBc.

Die Nebenlinien 86 im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 liegen sehr  
20 trägernah an der Frequenz des Nutzsignalpegels ( $|f| < 1,000664 \text{ GHz} + 50 \text{ kHz}$ ). Nach der Regeldifferenzbildung im Phasendetektor 60 liegen die Frequenzen der Nebenlinien am Eingang 65 des Regelfilters 66 in einem Frequenzbereich kleiner 50 kHz und werden von der Regeldynamik des  
25 Regelfilters 65, die die Regeldynamik des offenen Phasenregelkreises 56 - Amplituden- bzw. Phasendurchgangsfrequenz des offenen Phasenregelkreises 56 liegt in Größenordnungen von 500 kHz - im wesentlichen bestimmt, nicht unterdrückt.

30

In Fig. 12 ist dagegen das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer dargestellt. Zu erkennen ist der Nutzsignalpegel 85 bei einer  
35 Frequenz von 1,000664 GHz. Die Nebenlinien werden vergleichsweise gut unterdrückt. Die Nebenlinie 86 bei der Frequenz  $1,000664 \text{ GHz} + 8 \text{ kHz}$  ist im Spektrum noch leicht zu erkennen. Ihr Nebenlinienabstand beträgt -93 dBc. Aufgrund der Frequenzteilung mit Faktor vier im

- Phasenregelkreis 56 ergibt sich für diese Nebenlinie ein Nebenlinienabstand von  $-105\text{dBc}$  bei Bezug zum Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{dds}}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers. Die restlichen Nebenlinien
- 5 weisen alle einen Nebenlinienabstand  $> -100\text{ dBc}$  auf, was mit anderen direkten digitalen Frequenzsynthesizern mit nachgeschalteten Phasenregelkreis bisher noch nicht realisiert wurde.
- 10 Die Erfindung ist nicht auf die dargestellten Ausführungsbeispiele beschränkt. Alle Merkmale der Ausführungsbeispiele sind beliebig miteinander kombinierbar.



**Ansprüche**

1. Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren, mit  
5 einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals (P) um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement (M), einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des  
10 Phasensignals (P) korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und  
15 einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß in einer Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11)  
20 zwischengeschaltet ist, den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert wird.
2. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 1,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
25 daß das nicht-periodische Signal (NS) ein Rauschsignal ist.
3. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 2,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
30 daß das nicht-periodische Signal (NS) ein im Niederfrequenzbereich bandpaßgefiltertes Rauschsignal ist.
4. Frequenzsynthesizer nach einem der Ansprüche 1 bis 3,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
35 daß der Phasenakkumulator (1), die Speichereinheit (6), die Addiereinheit (19) und der Digital-/Analogwandler (11) von einer gemeinsamen Referenzfrequenz (R) synchron getaktet sind.

5. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 4,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß das im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rausch-  
5 signal von einem Rauschgenerator (25) erzeugt wird, der  
von einem frequenzgeteilten Referenztakt (RR) angesteuert  
wird, der aus dem gemeinsamen Referenztakt (R) unter  
Zwischenschaltung eines Frequenzteilers (27) gewonnen  
wird.
- 10 6. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 5,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß der frequenzgeteilte Referenztakt (RR) eine gegenüber  
dem gemeinsamen Referenztakt (R) mehrfach reduzierte  
15 Frequenz aufweist.
7. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 6,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß der Rauschgenerator (25)  
20 einen Pseudonoise-Rauschgenerator (29) zur Erzeugung eines  
Rauschsignals mit einer gegenüber dem gemeinsamen  
Referenztakt (R) mehrfach reduzierten Taktfrequenz,  
ein erstes nicht-rekursives Filter (40) zur Interpolation  
des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten  
25 Rauschsignals auf ein Rauschsignal mit einer gegenüber dem  
gemeinsamen Referenzsignal (R) mehrfach reduzierten  
Taktfrequenz,  
einen Differenzierer (45) zur Filterung eines  
Gleichanteils und niederfrequenter Anteile aus dem vom  
30 ersten nicht-rekursiven Filter (40) erzeugten Rauschsignal  
und  
ein zweites nicht-rekursives Filter (41) zur Interpolation  
des vom Differenzierer (45) erzeugten Rauschsignals auf  
ein Rauschsignal mit einer der gemeinsamen  
35 Referenzfrequenz (R) entsprechenden Taktfrequenz,  
aufweist.
8. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7,  
**dadurch gekennzeichnet,**

daß die Frequenz des frequenzgeteilten Referenztaktes (RR) und die Frequenzbegrenzung des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten Rauschsignals vierfach und die Frequenzbegrenzung des vom ersten nicht-rekursiven  
5 Filter (40) erzeugten Rauschsignals zweifach reduziert gegenüber der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) ist.

9. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7 oder 8,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
10 daß der Pseudonoise-Rauschgenerator (29) aus zwei parallel geschalteten Pseudonoise-Rauschgeneratoren (30, 31) besteht, deren Ausgänge (32, 33) über eine kombinatorische Logik-Einheit (36) miteinander verknüpft sind.

15 10. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 3,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß dem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) ein analoges Hochpaßfilter (52) zur Unterdrückung des im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rauschsignals in einem  
20 Ausgangssignal des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters (16) nachfolgt.

11. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 10,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
25 daß der Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) an den ersten Eingang (59) eines Phasenregelkreises (56) geführt ist.

12. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 11,  
30 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß der Phasenregelkreis (56)  
einen Phasendetektor (60) zur Ermittlung der Regeldifferenz zwischen einem am Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) anliegenden Ausgangsfrequenzsignal  
35 ( $F_{\text{DDS}}$ ) des Frequenzsynthesizers und einem frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal ( $F_{\text{PLL}}$ ) des Phasenregelkreises (56),  
ein Regelfilter (66) zur dynamischen Bewertung der am Ausgang (63) des Phasendetektors (60) anliegenden Regeldifferenz,

einen spannungsgesteuerten Frequenzoszillator (70) zur Erzeugung eines Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) in Abhängigkeit von einem Ausgangssignal des Regelfilters (66),

- 5 einen Mischer (74) sowie einen nachgeschalteten Tiefpaß (77) zur groben Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) um den Wert eines am Mischer (74) anliegenden, grobrasterigen Mischfrequenzsignals ( $F_M$ ), aufweist.

10

13. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12,

**dadurch gekennzeichnet,**

daß dem Mischer (74) ein Frequenzteiler (78) zur Frequenzteilung des durch den Mischer (74) grob umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) und ein Schalterelement (79), über das der Frequenzteiler (78) über eine Direktverbindung (84) überbrückbar ist, nachgeschaltet ist.

15

- 20 14. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12 oder 13,

**dadurch gekennzeichnet,**

daß das dem Mischer (74) des Phasenregelkreises (56) zugeführte grobrasterige Mischfrequenzsignal ( $F_M$ ) von einem zweiten Phasenregelkreis oder durch Umsetzung aus

25 der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) erzeugt wird.

1/6

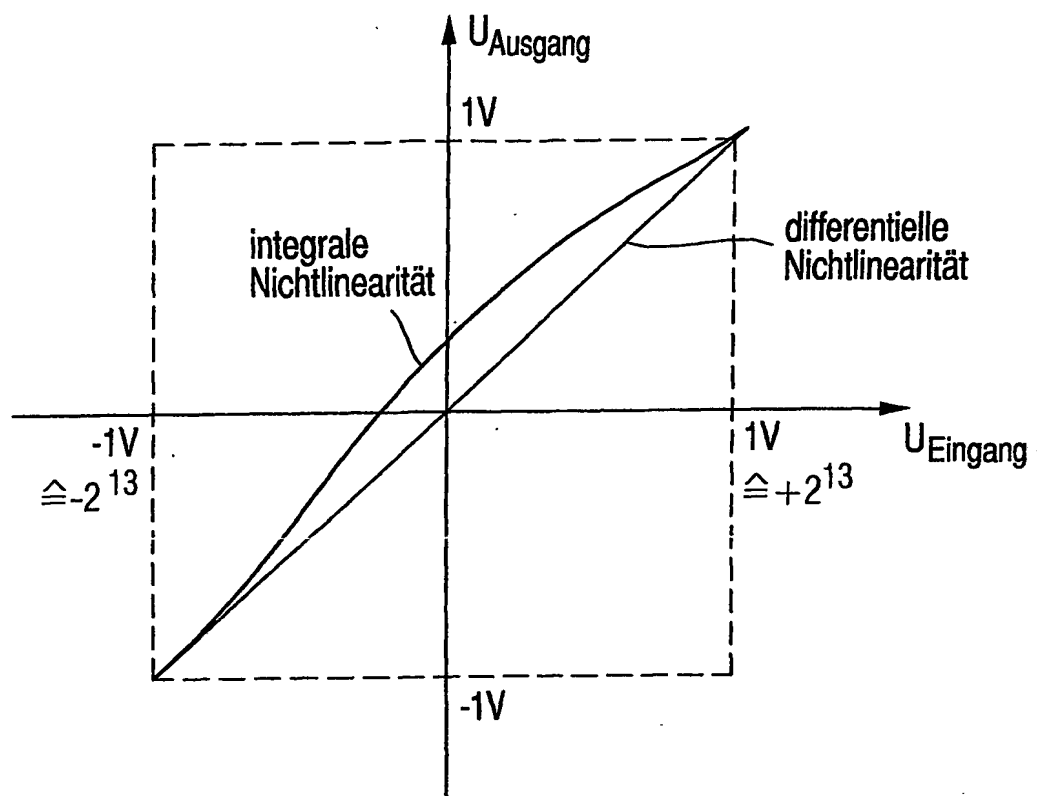


Fig. 1

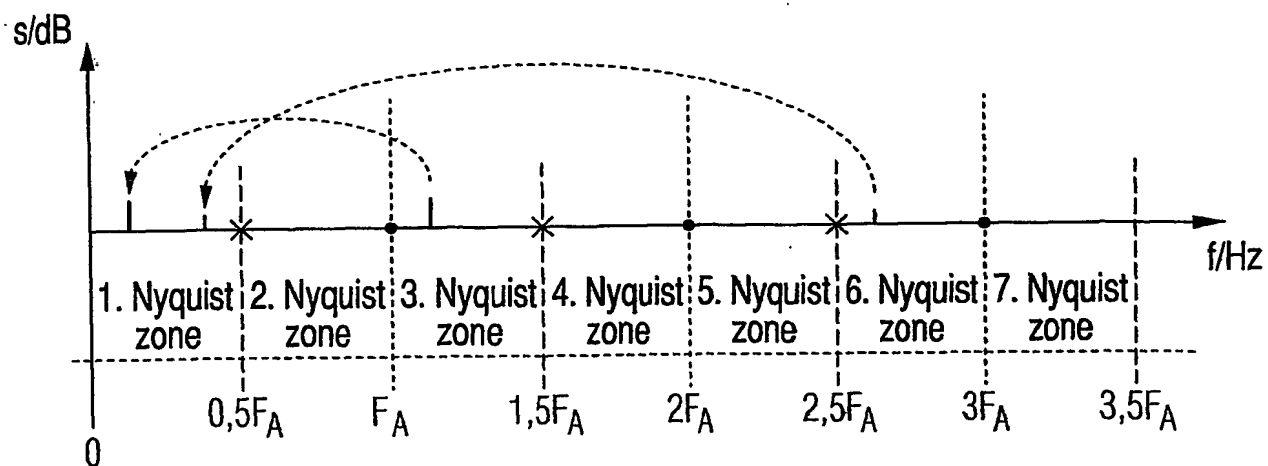


Fig. 2

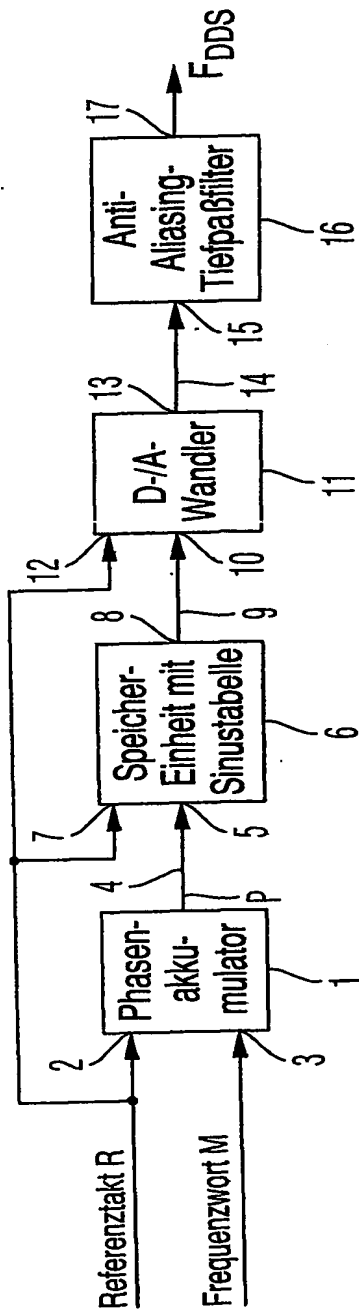
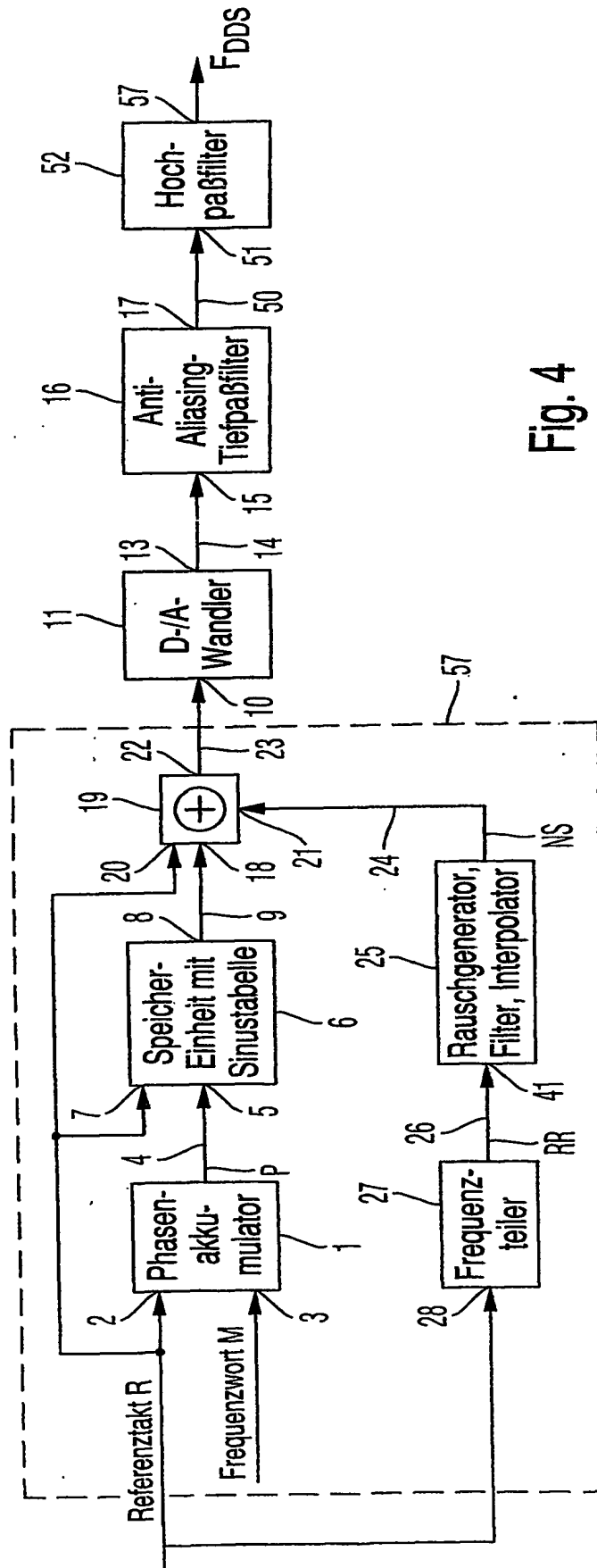


Fig. 3

(Stand der Technik)



**Fig. 4**

3/6

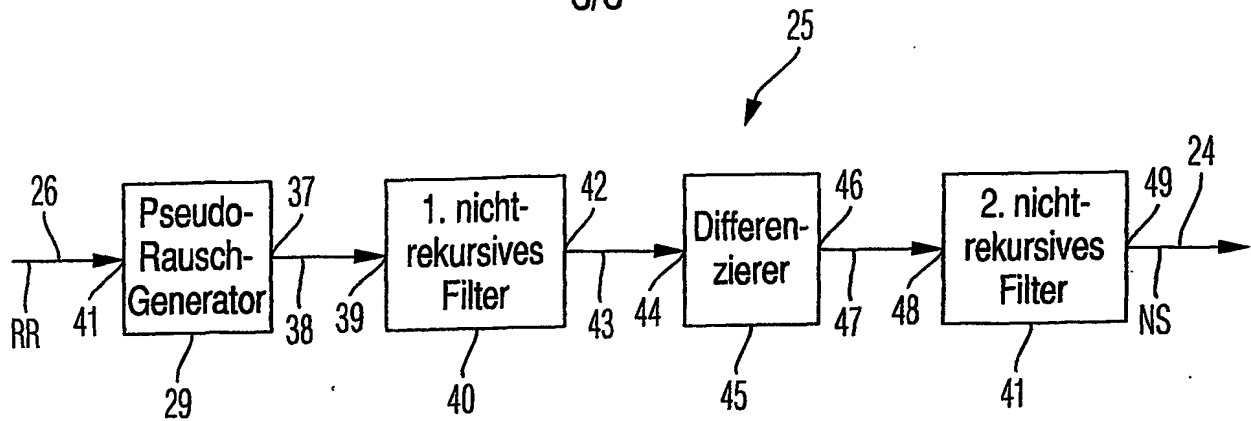


Fig. 5

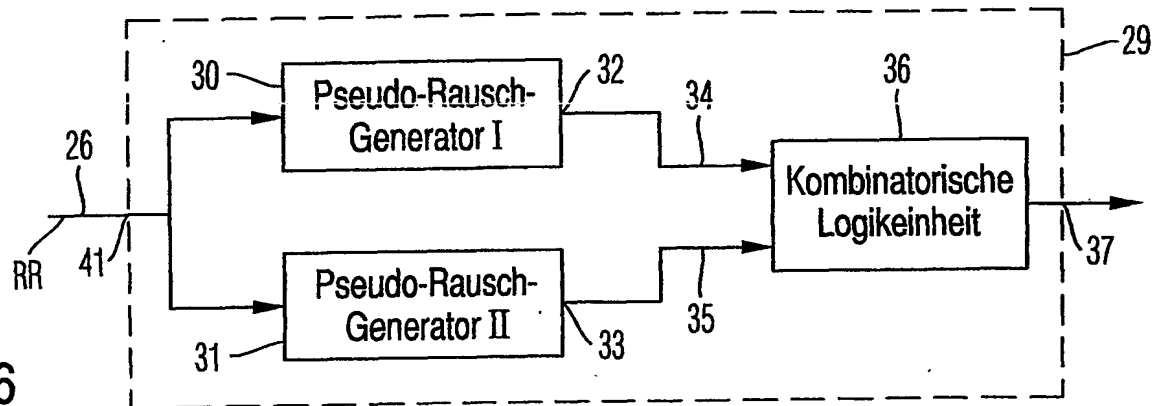


Fig. 6

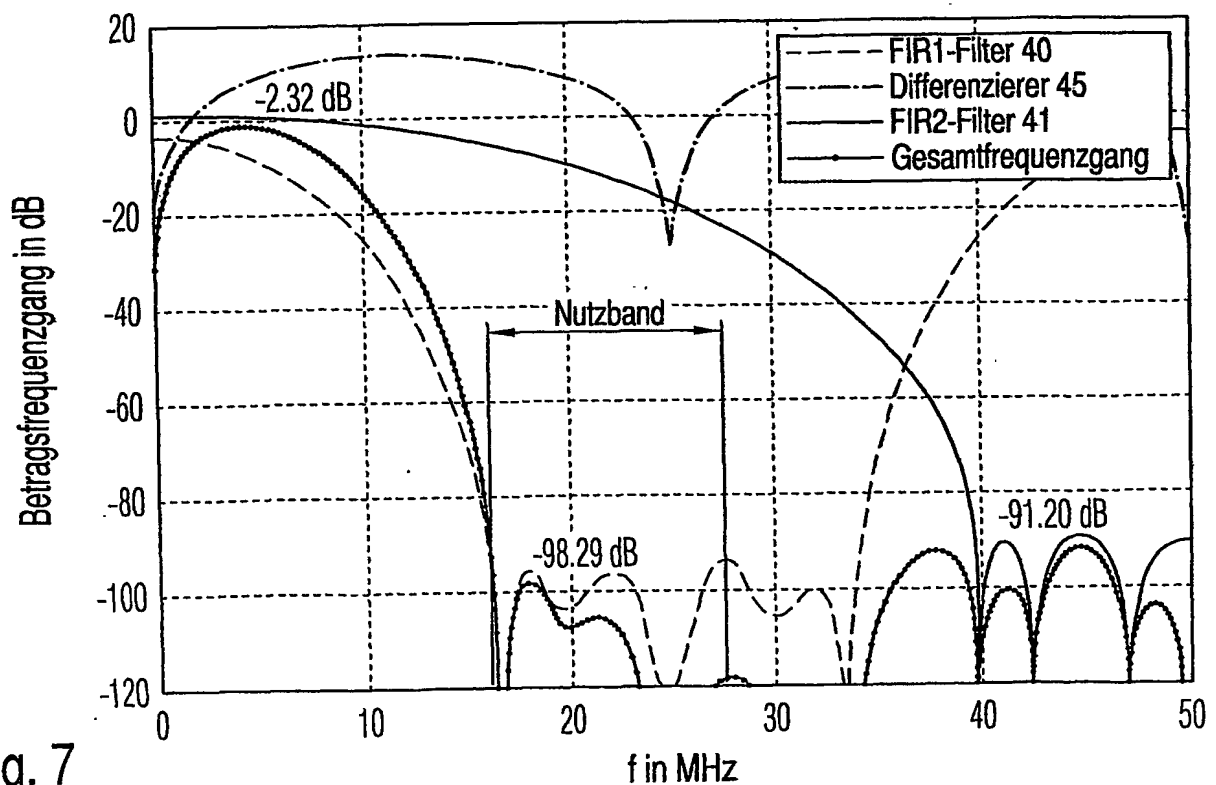


Fig. 7

4/6

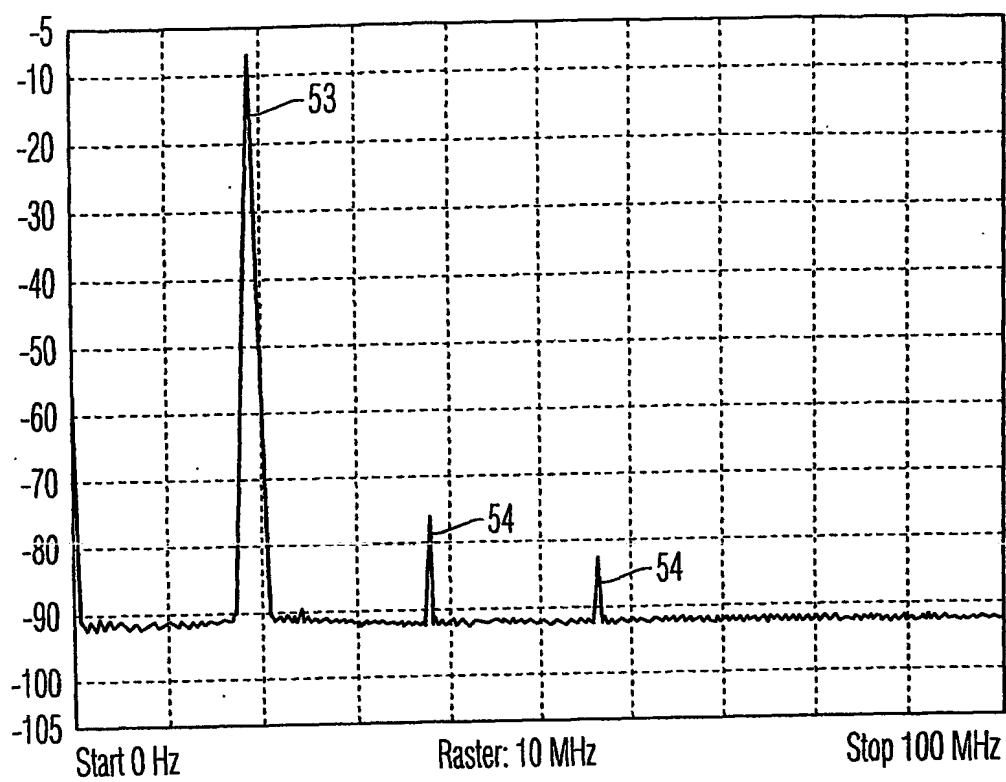


Fig. 8 (Stand der Technik)

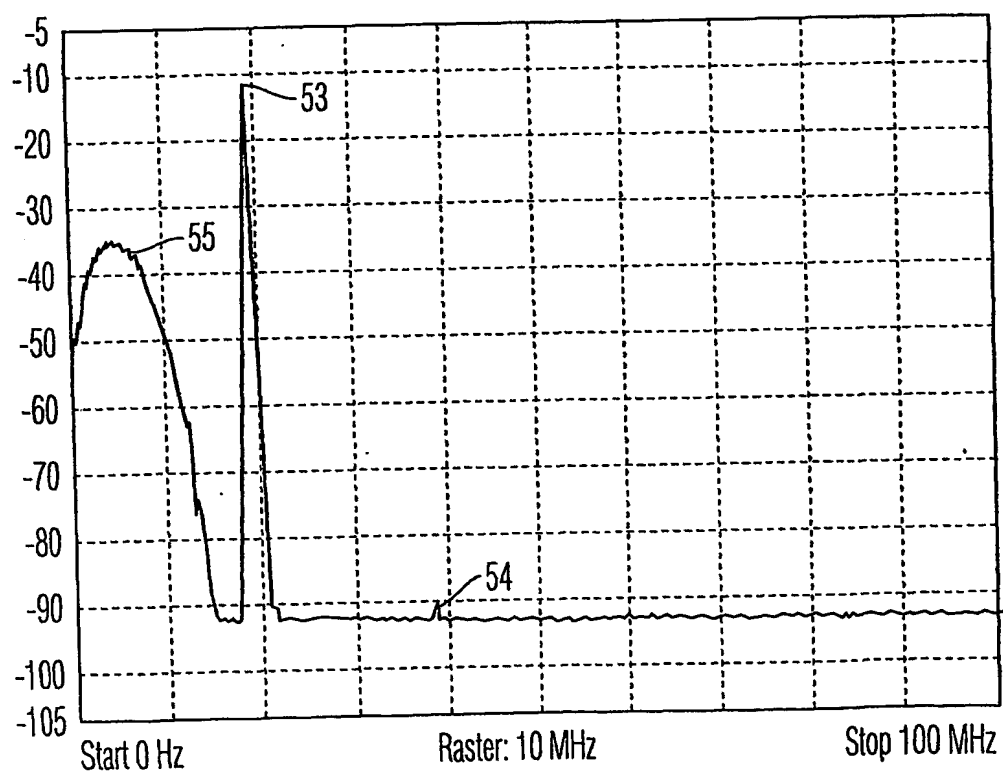


Fig. 9



5/6

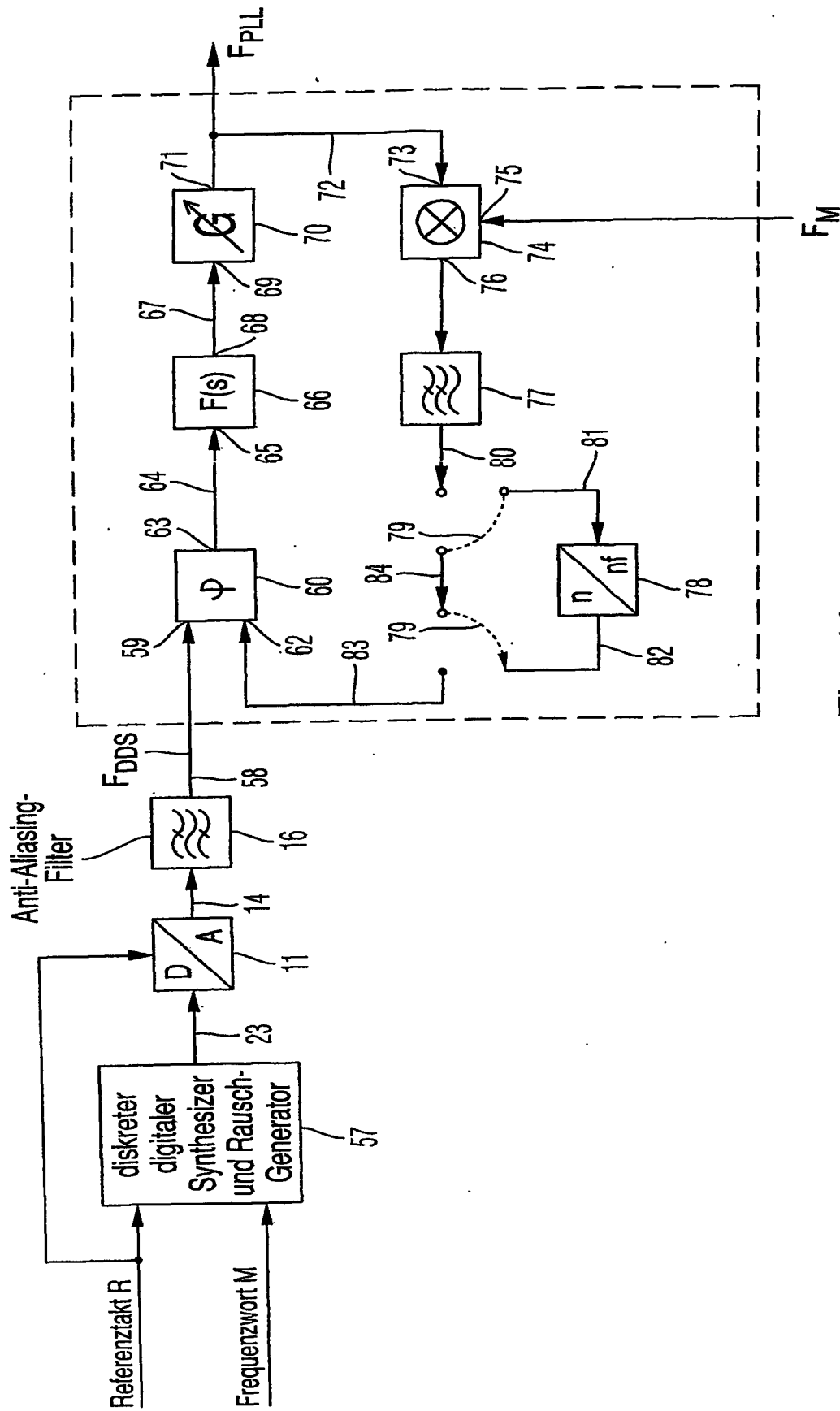


Fig. 10

6/6

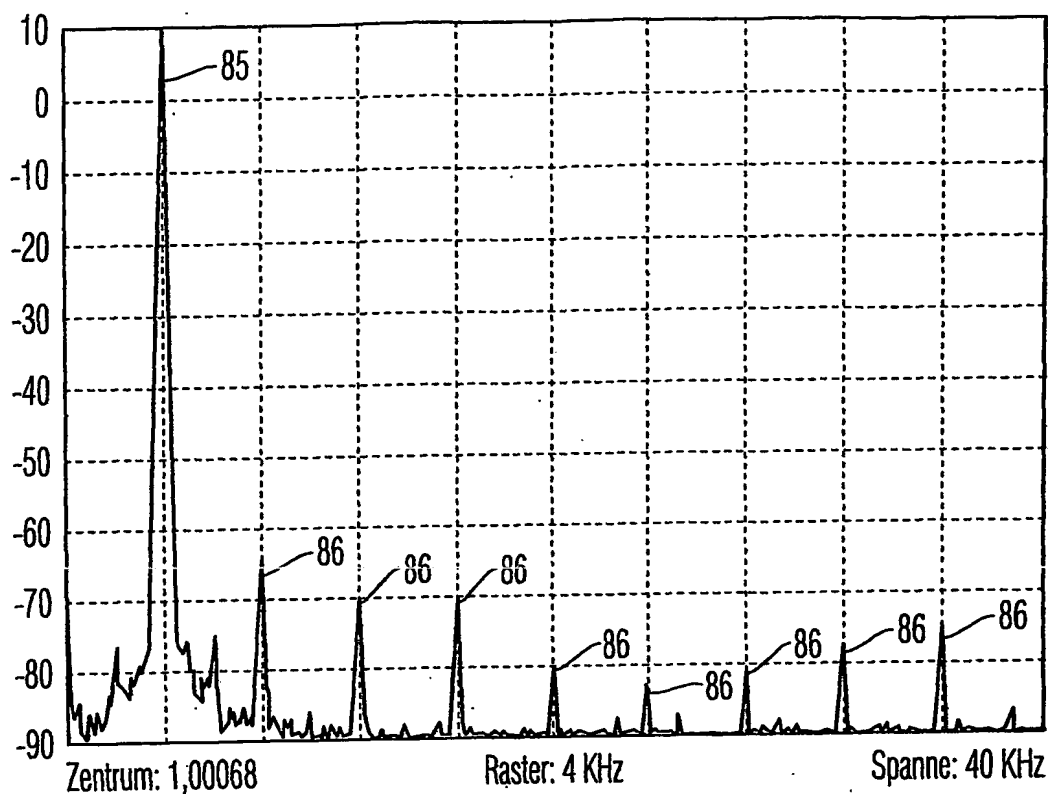


Fig. 11 (Stand der Technik)

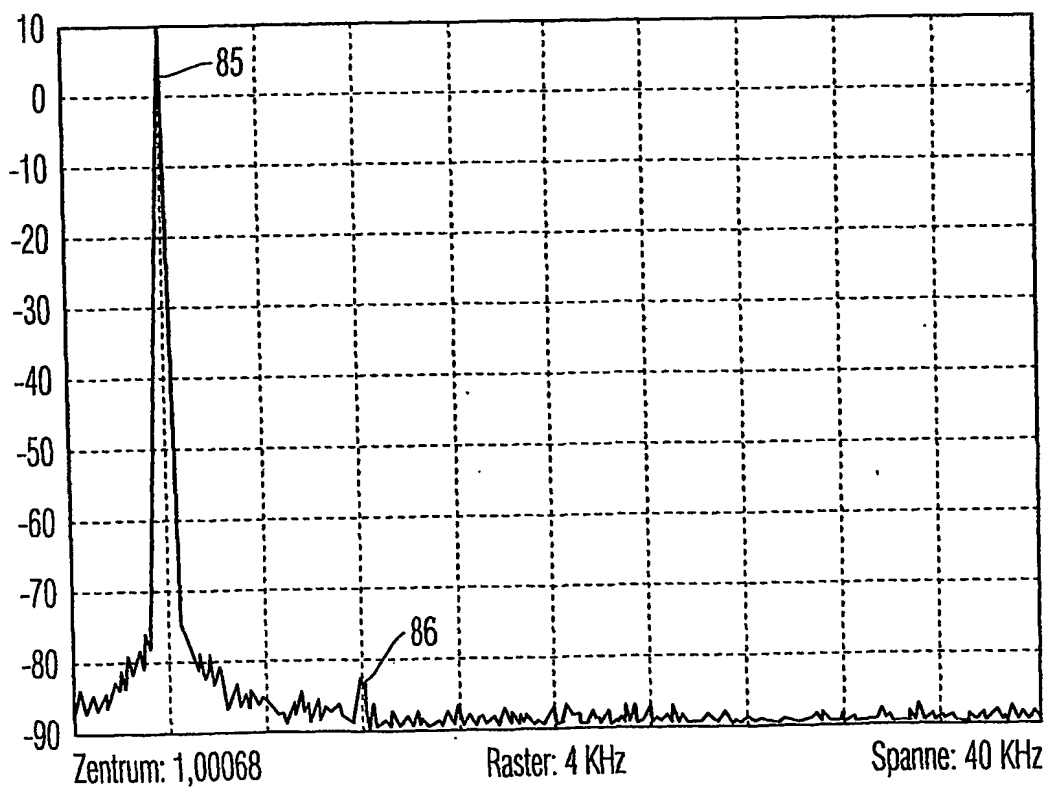


Fig. 12

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP2004/011932

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 G06F1/03  
//H03L7/185

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 G06F H03L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages  | Relevant to claim No. |
|------------|---|-----------------------|
| X          | US 4 901 265 A (KERR RICHARD J ET AL)<br>13 February 1990 (1990-02-13)  | 1-6                   |
| A          | -----<br>US 2002/057733 A1 (SULLIVAN MARK C)<br>16 May 2002 (2002-05-16)<br>paragraph '0049! - paragraph '0051!;<br>figure 8                    | 3,7                   |
| A          | -----<br>WO 03/044959 A (ITT MFG ENTERPRISES INC)<br>30 May 2003 (2003-05-30)<br>page 5, line 27 - page 6, line 22; figure<br>4<br>-----<br>-/- | 3,9                   |

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

### \* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \*G\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

19 January 2005

Date of mailing of the international search report

03/02/2005

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Verhoof, P

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP2004/011932

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages   | Relevant to claim No. |
|------------|--|-----------------------|
| A          | LEYONHJELM S A ET AL: "AN EFFICIENT IMPLEMENTATION OF BANDLIMITED DITHERING" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 8, no. 1, August 1998 (1998-08), pages 31-35, XP000765354<br>ISSN: 0929-6212<br>page 31 - page 32; figures 1,2   | 3,5,7                 |
| A          | EP 0 823 700 A (NDS LTD)<br>11 February 1998 (1998-02-11)<br>column 2, line 55 - column 4, line 3;<br>figure 2   | 5,8,11                |
| A          | US 2003/118143 A1 (LASTER JEFF D ET AL)<br>26 June 2003 (2003-06-26)<br>paragraph '0048! - paragraph '0049!;<br>figures 6,7  | 10-12                 |
| A          | REINHARDT V ET AL: "A SHORT SURVEY OF FREQUENCY SYNTHESIZER TECHNIQUES" PROCEEDINGS OF THE ANNUAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM. PHILADELPHIA, PENNSYLVANIA, 1986, NEW YORK, IEEE, US, vol. SYMP. 40, 28 May 1986 (1986-05-28), pages 355-365, XP000565101<br>figure 3 | 11-13                 |

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP2004/011932

| Patent document<br>cited in search report |    | Publication<br>date | Patent family<br>member(s)   | Publication<br>date  |
|---|----|---------------------|--|--|
| US 4901265                                | A  | 13-02-1990          | AT 130946 T<br>DE 3854744 D1<br>DE 3854744 T2<br>EP 0390868 A1<br>JP 2823913 B2<br>JP 4502092 T<br>WO 8906009 A1 | 15-12-1995<br>11-01-1996<br>08-08-1996<br>10-10-1990<br>11-11-1998<br>09-04-1992<br>29-06-1989 |
| US 2002057733                             | A1 | 16-05-2002          | AU 8318201 A<br>CA 2419063 A1<br>CN 1468470 T<br>EP 1320934 A2<br>JP 2004506365 T<br>WO 0213370 A2               | 18-02-2002<br>14-02-2002<br>14-01-2004<br>25-06-2003<br>26-02-2004<br>14-02-2002               |
| WO 03044959                               | A  | 30-05-2003          | US 6522176 B1<br>WO 03044959 A2  | 18-02-2003<br>30-05-2003   |
| EP 0823700                                | A  | 11-02-1998          | EP 0823700 A2<br>US 5977804 A  | 11-02-1998<br>02-11-1999   |
| US 2003118143                             | A1 | 26-06-2003          | NONE   |  |

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen  
PCT/EP2004/011932

## A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 G06F1/03  
//H03L7/185

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 G06F H03L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der Internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EP0-Internal, INSPEC

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

| Kategorie* | Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile                             | Betr. Anspruch Nr. |
|------------|--|--------------------|
| X          | US 4 901 265 A (KERR RICHARD J ET AL)<br>13. Februar 1990 (1990-02-13)   | 1-6                |
| A          | US 2002/057733 A1 (SULLIVAN MARK C)<br>16. Mai 2002 (2002-05-16)<br>Absatz '0049! - Absatz '0051!; Abbildung 8                 | 3,7                |
| A          | WO 03/044959 A (ITT MFG ENTERPRISES INC)<br>30. Mai 2003 (2003-05-30)<br>Seite 5, Zeile 27 - Seite 6, Zeile 22;<br>Abbildung 4 | 3,9                |
|            | -----<br>-/-   |                    |



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

\*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

\*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

\*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

\*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

\*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*&\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der Internationalen Recherche

19. Januar 2005

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

03/02/2005

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Verhoof, P

| C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN |  |                    |
|--|--|--------------------|
| Kategorie*   | Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile   | Betr. Anspruch Nr. |
| A  | LEYONHJELM S A ET AL: "AN EFFICIENT IMPLEMENTATION OF BANDLIMITED DITHERING" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, Bd. 8, Nr. 1, August 1998 (1998-08), Seiten 31-35, XP000765354<br>ISSN: 0929-6212<br>Seite 31 - Seite 32; Abbildungen 1,2 | 3,5,7              |
| A  | EP 0 823 700 A (NDS LTD)<br>11. Februar 1998 (1998-02-11)<br>Spalte 2, Zeile 55 - Spalte 4, Zeile 3;<br>Abbildung 2  | 5,8,11             |
| A  | US 2003/118143 A1 (LASTER JEFF D ET AL)<br>26. Juni 2003 (2003-06-26)<br>Absatz '0048! - Absatz '0049!; Abbildungen 6,7  | 10-12              |
| A  | REINHARDT V ET AL: "A SHORT SURVEY OF FREQUENCY SYNTHESIZER TECHNIQUES" PROCEEDINGS OF THE ANNUAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM. PHILADELPHIA, PENNSYLVANIA, 1986, NEW YORK, IEEE, US, Bd. SYMP. 40, 28. Mai 1986 (1986-05-28), Seiten 355-365, XP000565101<br>Abbildung 3 | 11-13              |

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2004/011932

| Im Recherchenbericht<br>angeführtes Patentdokument |    | Datum der<br>Veröffentlichung | Mitglied(er) der<br>Patentfamilie |              | Datum der<br>Veröffentlichung |
|--|----|-------------------------------|-----------------------------------|--------------|-------------------------------|
| US 4901265   | A  | 13-02-1990                    | AT                                | 130946 T     | 15-12-1995                    |
|  |    |                               | DE                                | 3854744 D1   | 11-01-1996                    |
|  |    |                               | DE                                | 3854744 T2   | 08-08-1996                    |
|  |    |                               | EP                                | 0390868 A1   | 10-10-1990                    |
|  |    |                               | JP                                | 2823913 B2   | 11-11-1998                    |
|  |    |                               | JP                                | 4502092 T    | 09-04-1992                    |
|  |    |                               | WO                                | 8906009 A1   | 29-06-1989                    |
| US 2002057733                                      | A1 | 16-05-2002                    | AU                                | 8318201 A    | 18-02-2002                    |
|  |    |                               | CA                                | 2419063 A1   | 14-02-2002                    |
|  |    |                               | CN                                | 1468470 T    | 14-01-2004                    |
|  |    |                               | EP                                | 1320934 A2   | 25-06-2003                    |
|  |    |                               | JP                                | 2004506365 T | 26-02-2004                    |
|  |    |                               | WO                                | 0213370 A2   | 14-02-2002                    |
| WO 03044959  | A  | 30-05-2003                    | US                                | 6522176 B1   | 18-02-2003                    |
|  |    |                               | WO                                | 03044959 A2  | 30-05-2003                    |
| EP 0823700   | A  | 11-02-1998                    | EP                                | 0823700 A2   | 11-02-1998                    |
|  |    |                               | US                                | 5977804 A    | 02-11-1999                    |
| US 2003118143                                      | A1 | 26-06-2003                    | KEINE                             |              |                               |